



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **07283793 A**

(43) Date of publication of application: 27 . 10 . 95

(51) Int. Cl.

H04B 10/152**H04B 10/142****H04B 10/04****H04B 10/06****H04B 10/28****H04B 10/26****H04B 10/14**(21) Application number: **06071822**(71) Applicant: **HITACHI LTD**

(22) Date of filing: 11 . 04 . 94

(72) Inventor: **KITAJIMA SHIGEKI
NAKANO YUKIO**(54) **COHERENT OPTICAL TRANSMISSION SYSTEM**

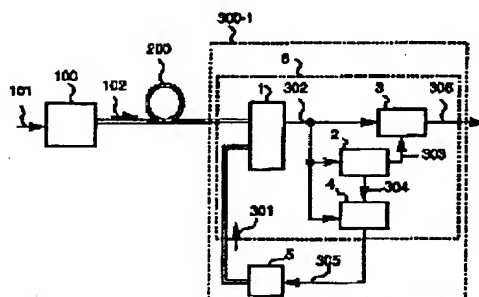
be made by inexpensive electronic components.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

PURPOSE: To provide the optical transmission system capable of accepting the coherent light of optically FSK-modulated signal as a signal with a band as narrow as a direct demodulated signal.

CONSTITUTION: An optical receiving device 300-1 consists of a light detecting device 1, clock extraction circuit 2, bit discrimination circuit 3, phase error detection circuit 4, and local light emitting source 5. The clock extraction circuit 2 extracts a clock signal 303 showing the timing which discriminates the bit from a detection signal 302 and send it to the bit decision circuit 3. The circuit 3 judges whether or not the phase of the received optical FSK signal 102 is advanced or delayed by taking the phase of a local light emitting signal 301 as a reference based on the polarity of the detection signal 302 in the timing shown by the clock signal 303 and outputs the decided result as a demodulated signal 306. The optical receiving device does not require an electronic circuit equipped with the wide band exceeding the bit rate. Thus, the high speed processing can be performed and the receiving device can



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-283793

(43)公開日 平成7年(1995)10月27日

(51)Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 10/152

10/142

10/04

H 0 4 B 9/ 00

L

Y

審査請求 未請求 請求項の数22 O L (全 17 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平6-71822

(22)出願日 平成6年(1994)4月11日

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 北島 茂樹

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 中野 幸男

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74)代理人 弁理士 小川 勝男

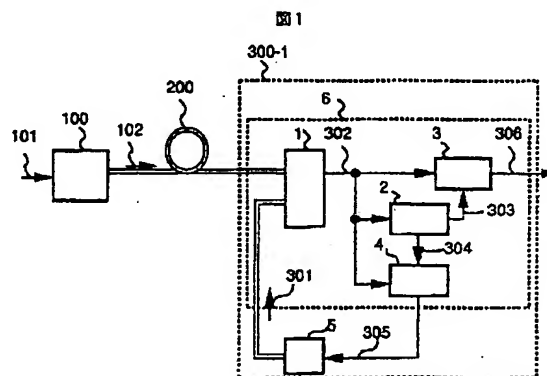
(54)【発明の名称】 コヒーレント光伝送方式

(57)【要約】

【目的】 本発明の目的は、光F S K変調された光信号を直接復調信号と同程度の狭い帯域の信号としてコヒーレント光受信できる光伝送方式を提供することにある。

【構成】 光受信器300-1は、光検出器1、クロック抽出回路2、ビット判定回路3、位相誤差検出回路4及び局発光源5から構成される。クロック抽出回路2は、検波信号302からビットを判定するタイミングを示すクロック信号303を抽出し、ビット判定回路3に送る。ビット判定回路3は、クロック信号303の示すタイミングでの検波信号302の極性から、局発光信号301の位相を基準として、受信する光F S K信号102の位相が進むか遅れるかを判定し、判定した結果を復調信号306として出力する。

【効果】 本発明を用いた光受信器には、検波信号の帯域から考えて、ビットレートを超える広い帯域を持つ電子回路を必要としないので、高速化が容易であり、受信器を安価な電子部品で構成可能にする効果がある。



【特許請求の範囲】

【請求項1】データにより2値の光周波数シフトキーイング変調された光信号（以降光FSK信号とする）を送信する光送信器と、該光FSK信号を伝送する光ファイバと、該光FSK信号を受信するための局発光源と光同期検波回路を含む構成の光受信器によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光受信器において、該局発光源からは光周波数が該光FSK信号のマーク符号に対応する光周波数（マーク周波数）とスペース符号に対応する光周波数（スペース周波数）の間にある局発光信号が出力され、該光同期検波回路には該局発光信号と該光FSK信号が入力され、該局発光信号を基準として該光FSK信号の位相が進むか遅れるかを判定することにより該データを復調することとを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項2】データにより2値の光FSK信号を送信する光送信器と、該光FSK信号を伝送する光ファイバと、該光FSK信号を受信するための局発光源と光検出器とクロック抽出回路とビット判定回路と位相誤差検出回路から構成される光受信器によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光FSK信号は、マーク周波数とスペース周波数との周波数差がビットレートと略等しく、

該光受信器において、該局発光源からは該光FSK信号のマーク周波数とスペース周波数の平均値に略等しい光周波数の局発光信号が出力され、該光検出器は該光FSK信号と該局発光信号を受けて該光FSK信号と該局発光信号の位相差の情報を持つ検波信号を該クロック抽出回路と該ビット判定回路と該位相誤差検出回路に送り出し、該クロック抽出回路は該検波信号からビット判定のタイミングを決めるクロック信号を抽出し該ビット判定回路に送り、該ビット判定回路は該クロック信号のタイミングで該検出信号の極性から該局発光信号の位相を基準に該光FSK信号の位相が進むか遅れるかを判定して該データを復調し、

該クロック抽出回路はビットの境界を示す位相参照信号を該位相誤差検出回路に送り、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と該検波信号の位相を比較することによって該光FSK信号と該局発光信号との光位相のずれを検出して位相誤差信号を局発光源に負帰還し、ビットの境界における該光FSK信号と該局発光信号との光位相差を略90度もしくは略270度に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項3】請求項2に記載のコヒーレント光伝送方式において、

前記クロック抽出回路から前記位相誤差検出回路に送られる前記位相参照信号が略ビット境界で最大振幅となる正弦波であり、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と前記検波信号の相関をとることによって前記光FSK信号と前記局発光信号との光位相のずれを検出して前記位

相誤差信号を前記局発光源に負帰還し、ビットの境界における該光FSK信号と該局発光信号との光位相差を略90度もしくは略270度に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項4】請求項2又は3に記載のコヒーレント光伝送方式において、

前記ビット判定回路において、前記局発光信号の位相を基準に前記光FSK信号との光位相差が略90度となるビットの境界の次のビットでは、該光FSK信号の光位相が遅れ前記検波信号が正に振れるビットをスペース符号と判断し、逆に光位相が進み該検波信号が負に振れるビットをマーク符号と判断し、そのビットの終わりには、光位相差が略270度となり、

さらに次のビットでは、光位相が遅れ該検波信号が負に振れるビットをスペース符号と判断し、逆に光位相が進み該検波信号が正に振れるビットをマーク符号と判断し、そのビットの終わりには、光位相差が略90度となることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項5】請求項2乃至4のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、

伝送する前記データに予め差動符合された信号を用い、前記ビット判定回路において、前記検波信号について1ビット遅延した信号と遅延しない信号の相関をとり、符号を反転した信号を前記復調信号とすることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項6】請求項1乃至5のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、前記光送信器には光源として半導体レーザを用いており、前記光FSK信号を得るために、該半導体レーザに注入する電流信号に伝送する前記データをのせることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項7】請求項1乃至5のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、前記光受信器の前記光検出器は、2入力2出力の光カブラと差動光電変換器から構成されており、該光検出器に入力される前記光FSK信号と前記局発光信号は各々該光カブラの二つの入力端へ送られ、該光カブラの二つの出力端からの光信号は各々該差動光電変換器へ入力され、該差動光電変換器の出力が前記検波信号として出力されることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項8】請求項1乃至7のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、前記光受信器の光合波手段に入力される前記局発光信号もしくは前記光FSK信号の片方もしくは両方の偏波を制御する手段を有し、前記検波信号の振幅が略最大となるように偏波を制御することにより、該局発光信号と該光FSK信号の偏波を略一致させることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項9】請求項1乃至7のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、前記光ファイバを伝送された前記光FSK信号を二つの決められた偏波状態に分離

する偏波分離手段を有し、2つの前記光受信器を用いて分離した該光F SK信号を受信し、二つの該光受信器から出力される2つの復調信号を合成する手段を有し、該合成する手段により合成した信号を復調した前記データとして出力することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項10】データにより2値の光F SK信号を出力する複数の光送信器と複数の該光F SK信号を合波する光カブラもしくは光合波器を含み合波した光周波数分割多重信号（以下光F DM信号とする）を送信する光送信装置と、該光F DM信号を伝送する光ファイバと、該光F DM信号の一つの該光F SK信号を受信するための局発光源と光同期検波回路を含む構成の光受信器を少なくとも一つ持つ光受信装置によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光受信装置の該光受信器において、該局発光源からは光周波数が受信する一つの該光F SK信号のマーク周波数とスペース周波数の間にある局発光信号が出力され、該光同期検波回路には該局発光信号と受信する光F SK信号が入力され、該光同期検波回路では該局発光信号を基準として受信する光F SK信号の位相が進むか遅れるかを判定することにより該データを復調することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項11】データにより2値の光F SK信号を出力する複数の光送信器と複数の該光F SK信号を合波する光カブラもしくは光合波器を含み合波した光F DM信号を送信する光送信装置と、該光F DM信号を伝送する光ファイバと、該光F DM信号の一つの該光F SK信号を受信するための局発光源と光検出器とクロック抽出回路とビット判定回路と位相誤差検出回路から構成される光受信器を少なくとも一つ持つ光受信装置によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、該光F SK信号は、マーク周波数とスペース周波数との周波数差がビットレートと略等しく、

該光受信装置の該光受信器において、該局発光源からは受信する光F SK信号のマーク周波数とスペース周波数の平均値に略等しい光周波数の局発光信号が出力され、該光検出器は受信する光F SK信号と該局発光信号を受けて受信する光F SK信号と該局発光信号の位相差の情報を持つ検波信号を該クロック抽出回路と該ビット判定回路と該位相誤差検出回路に送り出し、該クロック抽出回路は該検波信号からビット判定のタイミングを決めるクロック信号を抽出し該ビット判定回路に送り、該ビット判定回路は該クロック信号のタイミングで該検出信号の極性から該局発光信号の位相を基準に該光F SK信号の位相が進むか遅れるかを判定して該データに復調し、該クロック抽出回路はビットの境界を示す位相参照信号を該位相誤差検出回路に送り、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と該検波信号の位相を比較することによって受信する光F SK信号と該局発光信号との光位相のず

れを検出して位相誤差信号を該局発光源に負帰還し、ビットの境界における受信する光F SK信号と該局発光信号との光位相差を略90度もしくは略270度に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項12】データにより2値の光F SK変調された信号を出力する複数の光送信器と複数の光F SK信号を合波する合波手段を含み合波した光F DM信号を送信する光送信装置と、該光F DM信号を伝送する光ファイバと、該光F DM信号の一つの該光F SK信号を受信するための局発光源と該局発光源からの局発光信号と伝送されてきた該光F DM信号を合波する手段と合波した光信号を受光して該データに復調する光受信器を少なくとも一つ含む構成の光受信装置によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光送信装置から出力される該光F DM信号の各光F SK信号の中心光周波数が他の最も近い光F SK信号との周波数間隔がビットレートの2倍以上6倍未満であり、該光受信装置において、該光合波手段が光カブラであることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項13】請求項1乃至9のいずれかに記載の光送信器および光受信器を用いるコヒーレント光伝送方式であって、

複数の前記光送信器と、該光送信器から送出される複数の光周波数が異なる光F SK信号を合波する手段を含み合波した光F DM信号を送出する光送信装置と、該光F DM信号を伝送する光ファイバと、前記光受信器を少なくとも一つを含む光受信装置から構成される光伝送システムにおいて、

該光受信装置の該光受信器は、該光送信装置の中にある一つの光送信器からの該光F SK信号を選択受信してデータを復調することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項14】請求項10乃至13のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、

前記光受信器の前記局発光信号の光周波数が可変であって、光周波数の可変範囲内に複数の該光F SK信号の光周波数が含まれており、前記光送信装置にある複数の前記光送信器からの該光F SK信号を受信可能であることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項15】請求項10乃至13のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、

前記光受信装置には、光分波器と複数の前記光受信器が含まれており、該光受信装置に入力された光F DM信号は、該光分波器によって複数の前記光送信器からの光F SK信号に分波され、該分波器から出力される複数の光F SK信号は、各々該光受信器に送られて受信され、複数のデータが復調されることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項16】請求項1乃至7のいずれかに記載の光送信器および光受信器を用いるコヒーレント光伝送方式で

あって、
複数の光送信器と、該光送信器から送出される複数の光周波数が異なる光FSK信号を合波する手段から構成され、合波した光FDM信号を送出する光送信装置と、該光FDM信号を伝送する光ファイバと、少なくとも一つの偏波制御器と光分波器と複数の前記光受信器が含まれる光受信装置から構成される光伝送システムにおいて、該光受信装置に入力された該光FDM信号は、該偏波制御器を通した後、該光分波器によって複数の該光FSK信号に分波され、該分波器からの複数の該光FSK信号は各々複数の該光受信器に送られて、複数のデータに復調される光伝送システムであって、
複数の該光受信器の少なくとも一つには前記検波信号の振幅をモニタする検波信号モニタがあり、該検波信号モニタの出力を該偏波制御器に負帰還することによって、該検波信号の振幅が略最大となるよう光FDM信号の偏波状態を一括して制御することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項17】請求項1乃至16のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、
前記光ファイバの途中に少なくとも一つの光増幅器を配置してあり、該光増幅器は該光増幅器の前の光ファイバを伝送されることにより弱くなった前記光FSK信号もしくは前記光FDM信号を受けて、該光FSK信号もしくは該光FDM信号の強度を増幅し、次の光ファイバに送出することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項18】請求項1乃至16のいずれかに記載のコヒーレント光伝送方式において、
前記光送信器からの前記光FSK信号もしくは前記光受信装置からの前記光FDM信号が、少なくとも一つの光信号分岐手段によって、複数の光ファイバへ分岐され、該光ファイバを伝送された光FSK信号もしくは光FDM信号は、該光ファイバのそれぞれに接続された前記光受信器もしくは前記光受信装置によって受信されることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項19】データにより2値の光FSK信号を送信する光送信器と、該光FSK信号を伝送する光ファイバと、該光FSK信号を受信するための局発光源と光検出器とクロック抽出回路とビット判定回路と位相誤差検出回路から構成される光受信器によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、
該光FSK信号は、マーク周波数とスペース周波数との周波数差がビットレートの半分と略等しく、
該光受信器において、該局発光源からは該光FSK信号のマーク周波数とスペース周波数の平均値に略等しい光周波数の局発光信号が出力され、該光検出器は該光FSK信号と該局発光信号を受けて該光FSK信号と該局発光信号の位相差の情報を持つ検波信号を該クロック抽出回路と該ビット判定回路と該位相誤差検出回路に送り出し、該クロック抽出回路は該検波信号からビット判定の

タイミングを決めるクロック信号を抽出し該ビット判定回路に送り、該ビット判定回路は該クロック信号のタイミングで該検出信号から該局発光信号の位相を基準に該光FSK信号の位相が進むか遅れるかを判定して該データに復調し、

該クロック抽出回路はビットの境界を示す位相参照信号を該位相誤差検出回路に送り、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と該検波信号の位相を比較することによって該光FSK信号と該局発光信号との光位相のずれを検出して位相誤差信号を該局発光源に負帰還し、ビットの境界における該光FSK信号と該局発光信号との光位相差を略0度、もしくは略90度、略180度、略270度に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項20】データにより2値の光FSK信号を送信する光送信器と、該光FSK信号を伝送する光ファイバと、該光FSK信号を受信するための局発光源と光検出器とクロック抽出回路とビット判定回路と位相誤差検出回路から構成される光受信器によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光FSK信号は、マーク周波数とスペース周波数との周波数差がビットレートの2倍と略等しく、

該光受信器において、該局発光源からは該光FSK信号のマーク周波数とスペース周波数の平均値に略等しい光周波数の局発光信号が出力され、該光検出器は該光FSK信号と該局発光信号を受けて該光FSK信号と該局発光信号の位相差の情報を持つ検波信号を該クロック抽出回路と該ビット判定回路と該位相誤差検出回路に送り出し、該クロック抽出回路は該検波信号からビット判定のタイミングを決めるクロック信号を抽出し該ビット判定回路に送り、該ビット判定回路は該クロック信号のタイミングで該検出信号から該局発光信号の位相を基準に該光FSK信号の位相が進むか遅れるかを判定して該データに復調し、

該クロック抽出回路はビットの境界を示す位相参照信号を該位相誤差検出回路に送り、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と該検波信号の位相を比較することによって該光FSK信号と該局発光信号との光位相のずれを検出して位相誤差信号を該局発光源に負帰還し、ビットの境界における該光FSK信号と該局発光信号との光位相差を略90度もしくは略270度のいずれか一方に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項21】データにより2値の光FSK信号を送信する光送信器と、該光FSK信号を伝送する光ファイバと、該光FSK信号を受信するための局発光源と光検出器とクロック抽出回路とビット判定回路と位相誤差検出回路から構成される光受信器によって該データを伝送するコヒーレント光伝送方式であって、

該光FSK信号は、マーク周波数とスペース周波数との周波数差がビットレートの3以上の整数倍と略等しく、

該光受信器において、該局発光源からは該光F S K信号のマーク周波数とスペース周波数の間であり、一方との周波数差がビットレートの整数倍に略等しい光周波数の局発光信号が出力され、該光検出器は該光F S K信号と該局発光信号を受けて該光F S K信号と該局発光信号の位相差の情報を持つ検波信号を該クロック抽出回路と該ビット判定回路と該位相誤差検出回路に送り出し、該クロック抽出回路は該検波信号からビット判定のタイミングを決めるクロック信号を抽出し該ビット判定回路に送り、該ビット判定回路は該クロック信号のタイミングで該検出信号から該局発光信号の位相を基準に該光F S K信号の位相が進むか遅れるかを判定して該データに復調し、

該クロック抽出回路はビットの境界を示す位相参照信号を該位相誤差検出回路に送り、該位相誤差検出回路は該位相参照信号と該検波信号の位相を比較することによって該光F S K信号と該局発光信号との光位相のずれを検出して位相誤差信号を該局発光源に負帰還し、ビットの境界における該光F S K信号と該局発光信号との光位相差を略一定値に維持することを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【請求項22】複数の光送信器と該光送信器からの光信号を合波する手段から構成される光送信装置と、該光送信装置からの光F D M信号を伝送する光ファイバと、光増幅器と偏波制御器と偏波分離器と光強度モニタと光分波器と複数の光受信器から構成される光受信装置を用いたコヒーレント光伝送方式であって、

該光F D M信号を受信する該光受信装置は、入力した光F D M信号は該光増幅器に入力されて増幅され、該光増幅器の出力は該偏波制御器に送られ、該偏波制御器の出力は、該偏波分離回路に送られ、一つの直線偏波信号が分離されて光強度モニタに送られ、該光強度モニタの出力は該偏波制御器に負帰還され、該光強度モニタに検出される光信号強度が最小となるように偏波は制御され、該偏波分離器を通った残りの直線偏波の該光F D M信号は、該光分波器によって各光信号に分波され、分波された光信号が各光受信器に入力されて受信され、復調されることを特徴とするコヒーレント光伝送方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、光ファイバ伝送システムに係り、特に光周波数シフトキーイング変調された光信号（光F S K信号）を送信し、コヒーレント同期検波する伝送方式に関する。

【0002】

【従来の技術】コヒーレント光伝送は、将来光周波数多重伝送による大容量伝送を可能にする伝送方式であり、代表的な方式として光F S K変調ヘテロダイン検波方式と光位相シフトキーイング（P S K）変調ホモダイン検波方式がある。

【0003】光F S K変調ヘテロダイン検波方式には、レーザ直接変調が可能という利点や光位相雑音許容量が大きいといった利点がある。ヘテロダイン検波方式は、光信号を中間周波信号（I F信号）に変換してから復調する方式である。光F S K変調ヘテロダイン検波方式によって2つの光信号を伝送する場合のスペクトルを図22に、光信号（A）及び中間周波信号（B）の両方を示した。受信する信号の中間周波信号のスペクトルは、復調後の信号と帯域が重ならないように、ビットレートR bから3 R bの間にある。中心は2 R b程度である。もう一つの（隣接）光F S K信号の中間周波信号が受信帯域に漏れ込みクロストークを生じないようにするためには、受信するチャンネルから2 R b以上遠いことが必要である。従って、隣接光F S K信号の中間周波数の中心は4 R bより大きいことが必要である。この結果を光スペクトル（A）で見ると、隣接光F S K信号との周波数間隔は6 R b必要とわかる。

【0004】ヘテロダイン検波方式の欠点は、受信器に用いるフォトダイオード（P D）のような光電変換素子に対する要求帯域がビットレートの約3倍が必要であったり、チャンネル間隔をビットレートの約6倍以上まで広げる必要があったりすることである。

【0005】一方、P S K変調ホモダイン検波方式では基底帯域で受信できるためP Dのような光電変換素子に対する要求帯域がビットレートと同程度で十分であったり、チャンネル間隔をビットレートの2から3倍程度まで狭くすることが可能である。しかし、欠点としては、位相変調器が必要であったり、光位相雑音に非常に敏感であり、わずかな位相ずれに対して受信感度が劣化してしまう問題がある。

【0006】また、両者の長所を活かした方式の従来技術として、例えば特開平2-243032号公報に記載のイメージ分離型受信機を利用したコヒーレント光伝送方式がある。この従来例は、2値のC P F S K変調信号を90°ハイブリッド回路を用いて、イメージ分離することで復調する伝送方式である。この方式は、位相の90°ずれた二つの中間周波数信号を得る必要があるため、信号光信号と局発信号の偏波状態を直線偏波と円偏波もしくは、それと同等の位相差を与える楕円偏波にする必要がある。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】前記従来の光F S K変調信号をヘテロダイン受信する伝送方式では、ビットレートを超える受光素子の帯域が必要であり、受光素子の帯域と同程度までビットレートを大きくすることができなかった。一方、前記光P S K変調信号をホモダイン受信する方法では、位相余裕が小さい問題があった。また、イメージ分離型受信機を利用したコヒーレント光伝送方式では、信号光と局発光（局発光）の偏光を異なる状態に制御することが必要であった。

【0008】本発明の目的は、光F S K変調された光信号を直接復調信号と同程度の狭い帯域の信号としてコヒーレント光受信できる光伝送方式を提供することにある。

【0009】また、本発明の他の目的は、チャネル間隔が小さく、位相余裕の大きなコヒーレント光受信できる光伝送方式を提供することにある。

【0010】また、本発明の他の目的は、チャネル間隔が小さく、しかも信号光と局発光信号（局発光）の偏光を異なる状態に制御するような複雑な光信号の制御を必要としないコヒーレント光受信できる光伝送方式を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本発明は、2値の光F S K変調された信号を送信する光送信器と、光F S K信号を伝送する光ファイバと、光F S K信号を受信するための局発光源と光同期検波回路とを含む光受信器によって情報を伝送するコヒーレント光伝送システムとしたものである。ここで、局発光源は光位相の基準となる局発光信号の光源であり、光同期検波回路は光F S K信号の位相が光位相基準に比べて進むか遅れるかを検出する回路である。光受信器の内部の関係は、局発光源からの局発光信号が光同期検波回路に送られ、光同期検波回路が局発光信号の光周波数を光F S K信号のマーク符号に対応する周波数とスペース符号に対応する周波数の間になるよう、局発光源を制御している。

【0012】本発明の他の目的は、複数の光送信器を用いる光周波数多重伝送システムに前記コヒーレント光伝送方式を応用することにより実現できる。

【0013】

【作用】本発明方式では、光同期検波回路が局発光源の光周波数を制御し、光F S K信号のマーク符号に対応する周波数とスペース符号に対応する周波数の間になるよう維持している。この状態において、局発光信号の光位相を基準として光F S K信号の光位相は、マーク符号の場合には局発光信号よりも信号光信号の光周波数が高いので位相が進み、スペース符号の場合には局発光信号よりも光周波数が低いので位相が遅れる。光同期検波回路において位相が進むか遅れるかを判定することによりデータを復調できる。

【0014】この受信方法では、受信信号の帯域への要求はビットレート程度であり、ヘテロダイン受信のような広帯域を必要としない。

【0015】また、受信帯域が狭いこととイメージ周波数に信号が無いことは、周波数多重伝送システムに適用したときに、チャネル間隔を狭くできる作用がある。

【0016】

【実施例】以下本発明による第1の実施例の全体の構成を説明し、次に、第1の実施例の各部の動作と各信号に

ついて説明し、つづいて、各部の詳細な構成を説明する。

【0017】まず、本発明による第1の実施例の基本構成を図1に示す。光送信器100では、データ101を2値の光F S K信号102として送出する。光F S K信号102は、光ファイバ200を伝送されて、光受信器300-1によって受信される。光受信器300-1に入力された光F S K信号102は、光検出器1によって局発光信号301との干渉によって生じ、光位相差の情報を持つ検波信号302となる。検波信号302は、クロック抽出回路2とビット判定回路3と位相誤差検出回路4に入力される。

【0018】クロック抽出回路2は、検波信号302からビットを判定するタイミングを示すクロック信号303を抽出し、ビット判定回路3に送る。また、クロック抽出回路2は、検波信号の位相のずれを検出するための位相参照信号304を位相誤差検出回路4に送る。ビット判定回路3は、クロック信号303の示すタイミングでの検波信号302の極性から、局発光信号301の位相を基準として受信する光F S K信号102の位相が進むか遅れるかを判定し、判定した結果を復調信号306として出力する回路である。位相誤差検出回路4は位相参照信号304と検波信号302を比較し、局発光信号301の光位相を基準として光F S K信号101との位相がビットの境において略90度もしくは略270度となる位相状態からのずれを検出し、位相誤差信号305として、局発光源5に送る。局発光源5は、位相誤差信号305に従って光検出器1に送る局発光信号301の光周波数（光位相）を制御する。

【0019】次に、各信号の例としてデータ101の符号を1, 0, 1, 1, 0, 0とした時の各部の信号波形を図2に示す。まず、光F S K信号102と局発光信号301の関係について説明する。これら二つの光信号のスペクトルを図3に示す。光送信器100から送出される光F S K信号102は、変調度が1、中心光周波数が f_0 の光信号である。つまり、伝送速度を R_b (bit/s)とすると、 f_0 を中心に R_b 間隔の二つのピークを持ち、各ピーク周波数はマーク周波数($f_0 + R_b/2$)とスペース周波数($f_0 - R_b/2$)に一致している。一方、局発光信号301の光周波数は f_0 である。図2の(a), (b)には、各々光F S K信号101および局発光信号301の光位相関係がわかるように光の電界波形を示した。この時の光F S K信号101と局発光信号301の位相差を θ とみると、光検出器1から出力される検波信号302として $\cos \theta$ に比例する信号が得られる。図2の(a), (b)に示すような位相関係にあるときの検波信号302は、図2(c)に示すような電気信号となる。

【0020】次に、局発光信号301の光位相を制御するための光PLL（位相同期ループ）機能の信号の流れ

を説明する。クロック抽出回路3では、図2(e)に示すような位相参照信号304を出力する。位相誤差検出回路4は、検波信号302のビット境界での位相差 θ の90度もしくは270度からの変位を検出する回路である。本第1の実施例では、位相参照信号304と検波信号302の積をとることにより、図2(f)に示した信号となり、時間積分することにより得られる位相誤差信号305を出力する。局発光源5では、位相誤差信号305がゼロとなるように出力する局発光信号301の光位相が制御されている。

【0021】この光PLL機能により、位相差 θ は90度もしくは270度に安定化され、ビットの境で検波信号302の振幅がゼロに安定化される。

【0022】最後に、検波信号302から符号を判定する方法について説明する。局発光信号301の位相を基準とし、光FSK信号102との位相差 θ は、図2における一ビット目の始めには90度である。従って、光FSK信号102の光位相が進む場合は、位相差 θ が増加する場合であり、検波信号302が図2(g)に実線で示した信号と一致する。逆に光FSK信号102の光位相が遅れる場合は、位相差 θ が減少し、図2(g)に破線で示した信号と一致する。そして、一ビット目の終わりのビットの境目における位相差 θ は、光位相が進む場合も、遅れる場合も180度変化し、270度になっている。

【0023】従って、局発光信号301の位相を基準にし、光FSK信号102の位相が進むか遅れるかを、検波信号302の極性から判定することが可能である。一ビット目では、光FSK信号の光位相が遅れ検波信号302が正に振れるビットをスペース符号と判断し、逆に光位相が進み検波信号302が負に振れるビットをマーク符号と判断する。さらに二ビット目では、光位相が遅れ検波信号302が負に振れるビットをスペース符号と判断し、逆に光位相が進み検波信号302が正に振れるビットをマーク符号と判断する。二ビット目の終わりに、位相差 θ が略90度となるので、次のビットは、一ビット目と同じ規則に従ってビットを判定できる。同様に、奇数番目のビットは一ビット目と同じ規則、偶数番目のビットは二ビット目と同じ規則に従って判定できる。

【0024】次に、前述のビット判定の規則に従って得られる復調信号306を出力するための信号の流れを説明する。クロック抽出回路2は、検波信号302からビットを判定するタイミングを決めるためのクロック信号303を出力する。このクロック信号303の波形は(d)に示すように、検波信号がピーク値となるビット中心の時刻でトリガとなる信号であり、正か負か極性を判定し、図2(h)の信号を得る。しかし、検波信号302の正負を判定したままでは、奇数番目のビットにおいて、正がスペース符号で負がマーク符号になってしま

う。正がマーク符号で負がスペース符号に対応するような復調信号306を得るために、奇数番目のビットの符号を反転することによって、図2(i)に示すような復調信号306の波形が得られる。

【0025】この第1の実施例の中で、光検出器1とクロック抽出回路2とビット判定回路3と位相誤差検出回路4から構成される光検波回路6は、次の働きをしている。まず、位相誤差信号305を局発光源5に送ることによって、局発光信号301の光周波数が、光FSK信号102のマーク周波数とスペース周波数の間となるように、制御している。また、光FSK信号の位相が局発光信号301に比べて進むか遅れるかを判定することにより、受信している信号がマークかスペースかを判定し、復調信号306として出力している。本発明に必要な機能を一般化した、光受信器の構成は、局発光源5と光同期検波回路6を持つ構成となる。

【0026】次に、図2に示したような信号を発生するための各部の具体的回路構成を説明する。

【0027】まず、光検出器1としては、図4に示す光平衡受信器(バランストレーサ)が適している。光FSK信号102と局発光信号301が、2入力2出力の光カブラ11によって合波され、光信号の位相差を干渉による光強度差の信号として二つの直列に接続したフォトダイオード12で受信する素子である。

【0028】本発明では、検波信号302に生じるノイズは、光PLL機能における位相情報の誤差として、悪い影響を与える。局発光信号301の強度ノイズの影響を抑制できるバランストレーサは受信感度を高く維持する効果がある。

【0029】光検出器1として用いることのできる他の構成例を説明する。光検出器1に必要な機能は、位相差 θ の光FSK信号102と局発光信号301から $\cos \theta$ に比例する電気信号を得ることである。これを満足する構成としては、光カブラ11の片方出力信号を一つのフォトダイオードで受信する構成も可能である。この構成には、調整が容易、かつ安価に作製できる効果がある。また、光カブラ11に代わる光FSK信号102と局発光信号301の合波手段としては、ハーフミラーや偏波ビームスプリッタ等による、光ファイバ、光導波路、自由空間での合波手段が容易に考えられる。さらに、フォトダイオード12に代わって合波した光信号強度を電気信号に変換する光電変換素子としては、アバランシェフォトダイオード(APD)等も可能である。

【0030】クロック抽出回路2は、図5に示すように全波整流回路13と R_b (Hz)のタンク回路14と1/2分周回路15と $R_b/2$ (Hz)を通すバンドパスフィルタ22によって構成できる。検波信号302を全波整流回路13とタンク回路14を通すことによって、ビットレートの周波数 R_b (Hz)を持つクロック信号303が得られる。次に、このクロック信号303を1

／2分周回路15に入力して、ビットレートの半分の周波数の信号とし、さらに、 $R_b/2$ (Hz) を通すバンドパスフィルタ22によって、周波数が $R_b/2$ (Hz) の正弦波信号である位相参照信号304が得られる。

【0031】クロック抽出回路2から出力されるクロック信号303は、図2(d)のように矩形である必要はない。特に、 G_b/s を超える高速伝送でのクロック波形は、正弦波に近い波形を持つクロックであることが通例である。クロック信号303は、ビットを判定する時刻として、信号の立ち上がりもしくは、立ち下がり等の時刻が十分に正確であることが必要である。したがって、第1の実施例では、全波整流回路13を用いず、タンク回路14のみでもクロック信号303を抽出することは可能である。また、自乗検波回路のみでもクロック信号303を抽出することは可能である。これらには、部品数を少なくし安価にする効果がある。

【0032】ビット判定回路3は、図6に示すように、D-フリップフロップ16とT-フリップフロップ17と排他的論理和ゲート (EXORゲート) 18から構成できる。D-フリップフロップ16とT-フリップフロップ17のクロック入力には、クロック信号303が入力される。D-フリップフロップ16のデータ入力には、検波信号302が入力されており、正負を判定して正の時には"1"を、負の時には"0"を各々出力する。T-フリップフロップ17の出力は図2に示したデータ例における奇数番目のビットの時"1"、偶数番目のビットの時"0"を出力するようになっている。D-フリップフロップ16とT-フリップフロップ17の出力をEXORゲート18に入力する。EXORゲート18では、T-フリップフロップ17の出力が"1"となっている奇数ビットのとき、D-フリップフロップ16の出力の符号を反転し、逆にT-フリップフロップ17の出力が"0"となっている偶数ビットのとき、D-フリップフロップ16の出力をそのままの符号で出力する。これにより、データ101に対応した復調信号306が得られる。

【0033】第1の実施例のビット判定回路3では、T-フリップフロップ17とEXORゲート18といったデジタル回路で構成している。しかし、高速伝送システムへの応用を考える場合には、T-フリップフロップ17を1/2分周回路に置き換え、EXORゲート18を乗算回路に置き換えることも可能である。

【0034】前述の構成によって、復調信号306を得ることは、検波信号302の帯域から考えて、ビットレートを超える広い帯域を持つ電子回路を必要としないので、高速化が容易であり、受信器を安価な電子部品で構成可能にする効果がある。

【0035】位相誤差検出回路4は、図7に示すように、乗算回路19とローパスフィルタ20により構成で、

きる。検波信号302と位相参照信号304を乗算回路19に入力し、乗算回路19の出力をローパスフィルタ20に通すことにより位相誤差信号305が得られる。

【0036】もし、局発光信号301の光位相が遅れているとすると、位相差 θ の値は正にずれるため、位相差 θ が90度のビットの境の振幅は負に変位し、次の270度のビットの境の振幅は正に変位する。逆に局発光信号301の光位相が進んでいるとすると、位相差 θ の値は負にずれるため、各ビットの境の振幅が逆に変位する。ビットの境の振幅を一ビット毎に正負対称に変化する位相参照信号304を用いて、同期検波することによって位相誤差を検出できる。

【0037】第1の実施例の位相制御回路4では、ローパスフィルタ20に代わって、積分回路を用いても同様に局発光源5を制御することができる。

【0038】また、この位相誤差を同期検波するために必要な位相参照信号304の波形は、図2(e)に示した正弦波に限定されるものではない。ビットの境の振幅を一ビット毎に正負対称に変化する信号であれば、パルス波形、矩形波、三角波等を利用しても、位相誤差を検出することができる。

【0039】局発光源5としては、半導体レーザが用いられる例が多い。しかし、その他のレーザであっても本発明の効果は得られる。

【0040】光送信器100の光源においても、半導体レーザが用いられることが多い。さらに、半導体レーザへの注入電流を直接変調することにより、光FSK信号102が得られるため、外部変調器等が不要となる。送信用光源に半導体レーザを用いることには、構成を単純にし、安価にする効果がある。

【0041】次に、第1の実施例の持つ位相余裕が大きい特徴を示すため、 $10G_b/s$ の伝送システムにおける位相誤差の影響を図2に示した信号例に従って説明する。図8には、位相誤差検出回路4の動作と、受信感度劣化を説明するために、位相誤差の0度、10度、20度、90度に対する信号波形の変化を示している。

【0042】(A)は、検波信号302の波形を表しており、図2(c)に対応している。この検波信号波形を $E_d(t)$ とする。局発光信号301の位相を基準とし、光FSK信号102の位相差 θ がビットの境(100ps毎)において、一ビット毎(200ps毎)に90度と270度となるので、図のように検波信号302に表われる位相のずれは、正、負と交互に振幅のずれる方向が変わる。

【0043】(B)は、位相誤差信号305の元となる乗算回路19の出力波形であり、図2(f)に対応している。式で表すと $E_d(t) * \cos(\pi t/T)$ となる。ここでTはビット持続時間である。位相参照信号304も一ビット毎に極性の变化する信号として $R_b/2$ の周波数を持つ正弦波を用いている。

【0044】(C)は、ビット判定(受信感度の評価)において重要な値となる強度としての信号波形を示している。式で表すと $E_d(t) * |E_d(t)|$ となる。

【0045】これから、位相のずれは、ビットの境での検波信号302の振幅に影響することがわかる。見方を変え、ビットを判定するビットの中央部では影響が少ない。これは、位相のずれに対する受信感度の劣化が小さいことを示している。

【0046】受信感度の位相ずれに対する劣化は、位相がずれることにより減少する受信信号のエネルギーで評価できる。ここでは、 $E_d(t) * |E_d(t)|$ を各ビットごとに積分し、位相差 θ がゼロの時との比をとった結果を図9に示す。第1の実施例においては、 $E_d(t) = \sin(\pi t/T + \theta)$ として計算している。比較のために、2値の光PSK変調信号をホモダイン受信した場合を $E_d(t) = \cos \theta$ として計算した結果も示している。図9から、第1の実施例(図では“BFSK”)では、PSK変調信号をホモダイン受信する方式に(図では“BPSK”)比べて、位相がずれても検波信号強度が減少せず、受信感度の劣化が小さいことがわかる。言い替えると、第1の実施例の方が位相余裕が大きいことになる。位相余裕が大きいことは、送信光源や局発光源の位相雑音の影響に強いことを示しており、比較的位相雑音の大きい安価な光源でも実現可能にする効果がある。また、光PLLの精度への要求も緩和されるので、光PLLの回路を安価にする効果がある。

【0047】次に、差動符号を用いた本発明の第2の実施例について説明する。構成は、図10に示してある第1の実施例と異なる点は、光送信器の前に差動符号化回路7が設置されており、光受信器300-2では、ビット判定回路3に代わって差動ビット判定回路8が用いられている。差動ビット判定回路8は図11に示すように、23、24二つのD-フリップフロップと負論理出力排他的論理和ゲート(EXNORゲート)25から構成されている。D-フリップフロップ23には、検波信号302をデータ入力とし、クロック信号303のタイミングで検波信号302の極性を判定している。D-フリップフロップ24はD-フリップフロップ23の出力をデータ入力とし、クロック信号303のタイミングで一つ前のビットを記憶している。EXNORゲート25には、D-フリップフロップ23とD-フリップフロップ24の出力が入力され、負論理の排他論理和の結果が復調信号306として出力される。

【0048】第2の実施例によるデータ101と差動符号化による信号の変化を図12に示す。差動符号化回路7は、入力されるデータ101(図12(a))のスペース“0”に対応して符号を反転させ、マーク“1”に対応して同じ符号を維持するような差動符号信号に変換する回路である。こうして得られた差動符号信号は、図12(b)に示すような信号となる。ここでは、伝送す

るデータの符号と反転、非反転の対応を考慮し、差動符号化された(b)、(c)を(a)、(d)に対して $T/2$ ずらして表示している。この差動符号信号は図2のデータと対応しており、これを伝送した結果は、図2(c)と同様の検波信号302として図12(c)のような波形になる。この検波信号302の極性を判定し、通常の差動符号の複号化を行うと図12(d)の信号が得られる。しかし、本発明では、第1の実施例の中で説明したように、検波信号302は一ビットごとに符号が反転してしまうため、差動符号化された信号とは逆の符号関係となっている。つまり、スペース“0”に対応する符号は同じ符号を維持しており、逆にマーク“1”に対応する符号は反転している。したがって、差動ビット判定回路8では、EXNORゲート25を用いて負論理で出力することによって、データ101に対応する復調信号306を得ている。

【0049】図13に、 G_b/s を超える高速伝送に対応できる差動ビット判定回路8として、他の実施例の構成を示した。入力された検波信号302は分岐され、一方を遅延線路26によって1ビット分遅延し、遅延しない検波信号302と共に、乗算回路27に inputsする。乗算回路27は、1ビットずれた検波信号302の相関をとった結果を出力する。D-フリップフロップ28は、乗算回路27の出力をデータ入力とし、クロック信号303のタイミングにしたがって判定し、負論理出力を復調信号306として出力する。

【0050】本差動ビット判定回路8において、D-フリップフロップ28の前に反転増幅器を挿入することにより、乗算回路27の出力信号の振幅を増幅すると共にD-フリップフロップ28の正論理出力を使用する構成であっても本発明と同様の効果が得られる。

【0051】第2の実施例のよれば、光PLLによって光信号を引き込んだ時の位相の状態(具体的には、局発光信号301を基準とした光FSK信号102の位相差 θ が、90度であるか270度であるか)に依存すること無く受信可能である。また、光受信器300の構成としては、ビット判定回路3の変わりに必要となる差動ビット判定回路8は、ビット判定回路3と同程度の安価な回路で実現可能である。

【0052】コヒーレント光伝送では、光ファイバを伝送された信号光の偏波の変動によって受信感度が大きく劣化しないための対策として、偏波制御や偏波ダイバシティ受信を用いることが考えられる。本発明の第1の実施例や第2の実施例に記載の光受信器300に偏波制御機能を付加した第3の実施例及び偏波ダイバシティ受信できる形に変形した第4の実施例を説明する。

【0053】第3の実施例の光受信器307は図14に示すように、図1に示した第1の実施例に、検波信号モニタ29と偏波制御器9を付加した構成になっている。光検出器1に入力される強度が一定の光FSK信号10

2 および局発光信号301に関して、偏波状態が一致しているとき、光検出器1から出力される検波信号302の振幅が最大となる。検波信号モニタ29は、検波信号302の振幅が最大となるように偏波制御器9へ負帰還をかけ、局発光信号301の偏波を光FSK信号102に合わせている。これにより、光FSK信号102の偏波状態が、伝送する光ファイバ200の環境変化に応じて変化しても、検波信号302の振幅は最大の状態を維持できる。

【0054】第3の実施例での必要条件は、偏波状態を一致させることなので、偏波状態を直線偏波と円偏波の状態にする必要のある従来の方式よりも簡潔な構成で実現できる。これは、偏波制御器の調整を容易にし、安価な部品での構成を可能にする効果がある。

【0055】本実施例では、局発光信号301の偏波を制御しているが、光FSK信号の偏波を制御しても同じ効果が得られる。

【0056】図15は、第4の実施例として二台の光受信器300を用いた偏波ダイバシティ型の光受信器308を含む構成例を示している。偏波ダイバシティ型の光受信器308に入力された光FSK信号102は、偏波分離器10に入力され直交する二つの偏波の光信号に分波される。分波された各光信号は、それぞれ光受信器300に入力される。二つの光受信器300から出力される復調信号306-1を加算回路21によって合成することにより得られる復調信号306-2が、伝送するデータ101と一致しており、偏波ダイバシティ型の光受信器308の出力となる。

【0057】第4の実施例により、偏波制御すること無く任意の偏波状態の光FSK信号102を受信することが可能になる。従来の光ヘテロダイン受信器では、受信器の価格が高いことから、偏波ダイバシティ型は、高価になる問題があった。この実施例では、光受信器300の構成が従来の光ヘテロダイン受信器よりも簡潔であり、安価であることから、偏波ダイバシティ型にしても比較的安価にできる効果がある。

【0058】次に、第5の実施例として、光FDM伝送システムへ適用した構成例を図16に示す。光送信装置103は、複数の光送信器100から構成されており、各光送信器100からの光周波数は、ビットレートの約4倍の間隔に安定化されている。各光送信器100からの光FSK信号102は、光カブラ104によって合波されて光FDM信号105として出力される。光送信装置103から出力された光FDM信号105は、ファイバ200によって光受信装置309まで伝送される。

【0059】光受信装置309は、光FDM信号105を二つに分波する光カブラ30と二つの光受信器300から構成されている。さらに、光受信器300は、局発光源5として、光周波数が可変の半導体レーザ（チューナブルLD）が用いられており、他の構成は図1に示し

た第1の実施例と同じように光同期検波回路6から構成されている。

【0060】局発光源5として用いているチューナブルLDの光周波数可変範囲は、光送信装置103からの光FDM信号105の光周波数の範囲を含んでいる。局発光信号301の光周波数を、全ての光FSK信号102のマーク周波数とスペース周波数の中間に安定化することによって受信可能である。受信の方法は、第1の実施例と同様である。

【0061】これにより、複数の光FSK信号102をビットレートの2倍以上6倍未満の光周波数間隔で配置し、1本の光ファイバ200で伝送し、光90度ハイブリッドのような光FSK信号102と偏波状態の異なる局発光信号301を用いること無く光受信し、伝送することが可能になる。

【0062】第5の実施例では、限られた光周波数帯域を用いて大容量の情報伝送を可能にする効果がある。第5の実施例では、第1の実施例の光受信器300を用いて実現しているが、第2から第4の実施例に示した光受信器300、307、308に置き換えても同様の効果が得られる。また、光カブラ30による分岐数および光受信器300の数は、2に限られるものではない。

【0063】第6の実施例は、図17に構成が示されるように、光FDM信号105を光受信装置310で、受信する伝送システムである。光受信装置310は、光送信装置103に含まれる光送信器100と同数の光受信器300と光分波器31から構成されている。光分波器31は、受信した光FDM信号105を各光FSK信号102に分波し、各々を光受信器300に送る。各光受信器300は、各々送られてきた光FSK信号を第1の実施例と同様の方法で受信する。

【0064】光分波器31は、光カブラに置き換えても同じ効果が得られる。

【0065】第6の実施例でも、限られた光周波数帯域を用いて大容量の情報伝送を可能にする効果がある。また、第6の実施例では、第1の実施例の光受信器300を用いて実現しているが、第2から第4の実施例に示した光受信器300、307、308に置き換えても同様の効果が得られる。また、光送信器100と光受信器310の数は、同数である必要はない。

【0066】第7の実施例は、図18に構成が示されるように、第6の実施例と同様に光FDM信号105を光受信装置311で、受信する伝送システムである。光受信装置311は、一つの検波信号モニタ29を持つ光受信器312と複数の光受信器300と偏波制御器9と光分波器31から構成されている。光分波器31は、受信した光FDM信号105を各光FSK信号102に分波し、各々を光受信器312及び光受信器300に送る。各光受信器300は、各々送られてきた光FSK信号を第1の実施例と同様の方法で受信する。光受信器312

は、送られてきた光F SK信号を受信すると共に、検波信号モニタ29からの信号を偏波制御器9に送ることにより、光受信器312における検波信号振幅が最大となるよう光F DM信号105の偏波を制御している。これにより、光受信器312の光F SK信号102と局発光信号301の偏波状態が略一致するだけでなく、他の光受信器300においても、各々が受信する光F SK信号102と各々の局発光信号301の偏波状態の差が小さい状態を維持できる。

【0067】従って、一つの偏波制御器9を用いて複数の光F SK信号102の偏波状態を一括して制御することが可能である。これにより、偏波制御に必要な部品数が減るので、光受信器を安価にする効果がある。また、第7の実施例でも、限られた光周波数帯域を用いて大容量の情報伝送を可能にする効果がある。

【0068】第7の実施例において、光受信装置311には、偏波制御のための検波信号モニタ29を持つ光受信器312は一つであったが、複数であっても良い。特に、光送信器100の数が多い場合には、偏波分散による光F SK信号102の偏波状態の差が大きくなり過ぎることが考えられる。光F DM信号105をいくつかのグループに分割し、グループ毎に上記一括偏波制御を行うことが可能である。

【0069】第8の実施例は、図19に構成が示されるように、第7の実施例と同様に光F DM信号105を複数の光受信器300で受信する伝送システムである。また、光受信装置313は、光増幅器32と偏波制御器9と偏波分離器10と光強度モニタ33と光分波器31と複数の光受信器300から構成されている。受信する光F DM信号105は光増幅器32に輸入され一括して増幅される。増幅された光F DM信号は偏波制御器9を通り、偏波を制御されて偏波分離器10に輸入される。偏波分離器10で分離された一つの偏波状態の光信号は、光強度モニタ33に輸入される。光強度モニタ33は、分離された一つの偏波状態の光信号の強度が最小となるように偏波制御器9へ信号を負帰還する。これにより、一つの偏波制御器9を用いて複数の光F SK信号102の偏波状態を一括して制御することが可能である。

【0070】第8の実施例は、比較的少ない部品での偏波制御系を実現できるため、光受信器を安価にする効果がある。また、第8の実施例は、光強度信号を負帰還する制御系なので、光信号の変調状態は、強度（振幅）変調、周波数変調、位相変調のいずれであっても適用することが可能である。また、光増幅器32で生じる光雑音のうち、伝送される光信号と略直交する成分が偏波分離器10によって除去されるので、光受信器に輸入される光信号のSN比を良くする効果がある。

【0071】第9の実施例は、図20に構成が示されるように、光送信装置103からの光F DM信号105を光ファイバ200-a及び200-bで伝送する途中

に、光増幅器201を中継して、光受信装置309へ伝送するシステムである。

【0072】第9の実施例は、光増幅器201によって限られた光周波数帯域を用いて、大容量の情報伝送を可能にする効果がある。

【0073】第10の実施例は、図21に構成が示されるように、光送信装置103からの光F DM信号105は光ファイバ200で伝送される。伝送される途中に配置された光分配器202によって複数の光ファイバ200に光F DM信号105は分配される。各々の光ファイバ200を伝送された光F DM信号105は、各々光受信器300によって受信される。

【0074】第10の実施例でも、限られた光周波数帯域を用いて大容量の情報の分配を可能にする効果がある。

【0075】第9の実施例および、第10の実施例を組み合わせることにより、光ケーブルテレビ網のような光ネットワークへの応用が考えられる。

【0076】第11の実施例は、構成が図1に示した第1の実施例と同様であり、各部の機能も基本的には第1の実施例と同様である。第1の実施例との相違点は、次の2点である。

【0077】1) 送信する光F SK変調信号102のマーク周波数とスペース周波数の差が、ビットレートRbの半分である。

【0078】2) ビットの境もしくはビットの中央において、光位相誤差検出器4によって安定化される局発光信号301と光F SK信号102の光位相差 θ が、略0度、略90度、略180度、略270度のいずれかである。

【0079】第11の実施例において、位相差 θ は1ビットの間に90度変化するので、ビットの境もしくはビットの中央において、4つの位相状態のいずれかに安定化することができる。ビットの中央、もしくはビットの境における信号の極性を判定することにより、位相が進むか遅れるかがわかり、伝送するデータ101を復調することができる。

【0080】第12の実施例も、構成が図1に示した第1の実施例と同様であり、各部の機能も基本的には第1の実施例と同様である。第1の実施例との相違点は、次の2点である。

【0081】1) 送信する光F SK変調信号102のマーク周波数とスペース周波数の差が、ビットレートRbの2倍である。

【0082】2) ビットの境もしくはビットの中央において、光位相誤差検出器4によって安定化される局発光信号301と光F SK信号102の光位相差 θ が、略0度もしくは略180度である。

【0083】第12の実施例において、位相差 θ は1ビットの間に360度変化するので、ビットの境もしくは

ビットの中央において、1つの位相状態に安定化することができる。検波信号302は2値のPSK変調された信号波形であるので、位相が進むか遅れるかは、マーク符号の時の検波信号302の波形と同じ位相の連続波形との相関をとることからわかり、伝送するデータ101を復調することができる。

【0084】第13の実施例も、構成が図1に示した第1の実施例と同様であり、各部の機能も基本的には第1の実施例と同様である。第1の実施例との相違点は、次の2点である。

【0085】1) 送信する光FSK変調信号102のマーク周波数とスペース周波数の差が、ビットレートRbの2以上の整数倍である。

【0086】2) 局発光信号301の光周波数を光FSK信号のマーク周波数とスペース周波数の間のマークもしくはスペース周波数からビットレートの整数倍の位置に安定化し、ビットの境もしくはビットの中央において、光位相誤差検出器4によって安定化される局発光信号301と光FSK信号102の光位相差 θ が、ある一定の値である。

【0087】第13の実施例において、位相差 θ は1ビットの間に360度の整数倍変化するので、ビットの境もしくはビットの中央において、ある一定の位相状態に安定化することができる。このとき局発光信号301の光位相(光周波数)の安定化位置によって検波信号302は、PSK信号であったり、FSK信号であったりする。位相が進むか遅れるかは、検波信号302の波形に従って従来のPSK信号もしくはFSK信号の復調技術を応用して判定でき、伝送するデータ101を復調することができる。

【0088】第11から第13の実施例に示すように、光FSK信号102のマーク周波数とスペース周波数の間隔とビットレートとの比は、1以外にも、0.5及び2以上の整数に設定することにより、受信側において局発光信号302の光位相を基準として位相が進むか遅れるかを判定することができる。これは、ビットレートやレーザの位相雑音の大きさによっては、マーク周波数とスペース周波数の間隔をビットレート以外に設定すべき場合も考えられ、これら第11から第13の実施例は比較的自由に選べることを示している。

【0089】

【発明の効果】本発明を用いた光受信器には、検波信号の帯域から考えて、ビットレートを超える広い帯域を持つ電子回路を必要としないので、高速化が容易であり、受信器を安価な電子部品で構成可能にする効果がある。

【0090】また、本発明の伝送方式には、PSK変調信号をホモダイン受信する方式に比べて、位相がずれても受信感度の劣化が小さい、言い替えると、位相余裕が大きい。したがって、位相雑音の比較的大きい安価な光源を用いることを可能にするとともに、光PLLの精度

を緩和できるので、回路を安価にし、調整を容易にする効果がある。

【0091】差動符号を用いた第2の実施例のよれば、光PLLによって光信号を引き込んだ時の位相の状態に依存すること無く受信可能である。また、光受信器の構成としては、差動ビット判定回路は、ビット判定回路と同程度の比較的安価な回路で実現できる効果がある。

【0092】位相PLL系に悪い影響を与える強度ノイズを抑制できるバランストレーサを用いる構成では、受信感度を高く維持する効果がある。

【0093】光カプラ11の片方出力信号を一つのフォトダイオードで受信する構成の光検出器には、調整が容易、かつ安価に作製できる効果がある。

【0094】タンク回路14のみ、もしくは自乗検波回路のみでクロック抽出することは、部品数を少なくし安価にする効果がある。

【0095】第3の実施例によれば、偏波制御を単純に偏波状態を一致させる機能のみで実現できるので、偏波制御器の調整を容易にし、安価な部品での構成を可能にする効果がある。

【0096】第4の実施例によれば、光受信器の構成が従来の光ヘテロダイン受信器よりも簡潔であり、安価であることから、偏波ダイバシティ型にしても比較的安価にできる効果がある。

【0097】第5の実施例によれば、複数の光FSK信号102をビットレートの2倍以上6倍未満の光周波数間隔で配置し、1本の光ファイバ200で伝送し、光90度ハイブリッドのような光FSK信号102と偏波状態の異なる局発光信号301を用いること無く光受信し、伝送することが可能になる。また、光周波数間隔を狭く設定できることは、第6から第10の実施例にも共通の効果として、限られた光周波数帯域を用いて大容量の情報伝送を可能になる効果がある。

【0098】第7の実施例によれば、光FDM信号の偏波を一括して制御することにより、偏波制御に必要な部品数が減るので、光受信器を安価にする効果がある。

【0099】第8の実施例によれば、比較的少ない部品での偏波制御系を実現できるため、光受信器を安価にする効果がある。また、光強度信号を負帰還する制御系なので、光信号の変調状態は、強度(振幅)変調、周波数変調、位相変調のいずれであっても適用することが可能である。さらに、光増幅器32で生じる光雑音のうち、伝送される光信号と略直交する成分が偏波分離器33によって除去されるので、受信器に入力される光信号のSN比を良くする効果がある。

【0100】第11から第13の実施例によれば、光FSK信号102のマーク周波数とスペース周波数の間隔とビットレートとの比は、1以外にも、0.5及び2以上の整数の中から、ビットレートやレーザの位相雑音の

大きさに合わせて、比較的自由に選べるようにする効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による第1の実施例の構成図。

【図2】本発明による第1の実施例の各部の信号波形。

【図3】本発明による第1の実施例の光信号のスペクトル。

【図4】バランストレーサの構成図。

【図5】クロック抽出回路の構成図。

【図6】ビット判定回路の構成図。

【図7】位相誤差検出回路の構成図。

【図8】位相ずれに対する各部の信号波形。

【図9】位相ずれに対する受信感度。

【図10】本発明による第2の実施例の構成図。

【図11】第2の実施例における差動ビット判定回路の構成図。

【図12】第2の実施例における各部の信号波形。

【図13】第2の実施例における差動ビット判定回路の構成図。

【図14】本発明による第3の実施例の構成図。

【図15】本発明による第4の実施例の構成図。

【図16】本発明による第5の実施例の構成図。

【図17】本発明による第6の実施例の構成図。

【図18】本発明による第7の実施例の構成図。

【図19】本発明による第8の実施例の構成図。

*【図20】本発明による第9の実施例の構成図。

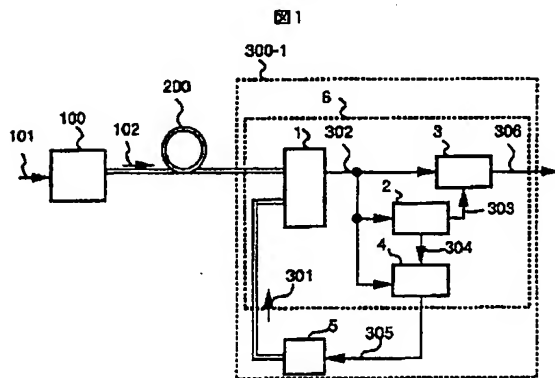
【図21】本発明による第10の実施例の構成図。

【図22】従来例としての光ヘテロダイン受信における信号のスペクトル。

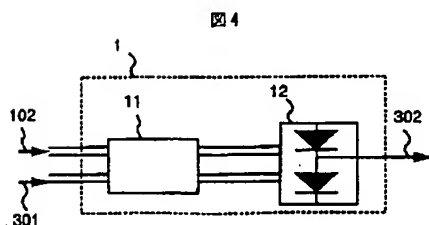
【符号の説明】

- 1…光検出器、2…クロック抽出回路、3…ビット判定回路、4…位相誤差検出回路、5…局発光源、6…光同期検波回路、7…差動符号化回路、8…差動ビット判定回路、9…偏波制御器、10…偏波分離器、11…光カプラ、12…フォトダイオード、13…全波整流回路、14…タンク回路、15…1/2分周回路、16、23、24、28…D-フリップフロップ、17…T-フリップフロップ、18…EXORゲート、19、27…乗算回路、20…ローパスフィルタ、21…加算回路、22…バンドパスフィルタ、25…EXNORゲート、26…遅延線、29…検波信号モニタ、30…光カプラ、31…光分波器、32…光増幅器、33…光強度モニタ、100…光送信器、101…データ、102…光FSK信号、103…光送信装置、104…光合波器、105…光FDM信号、200…光ファイバ、201…光増幅器、202…光分配器、300、307、308、312…光受信器、301…局発光源、302…検波信号、303…クロック信号、304…位相参照信号、305…位相誤差信号、306…復調信号、309、310、311、313…光受信装置。

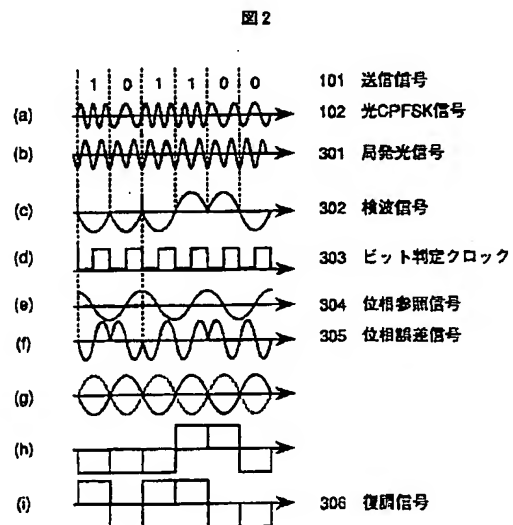
【図1】



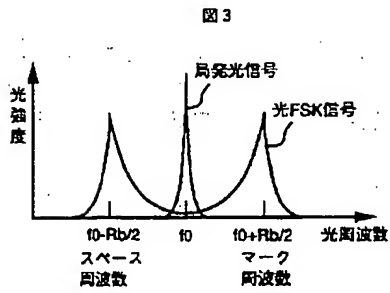
【図4】



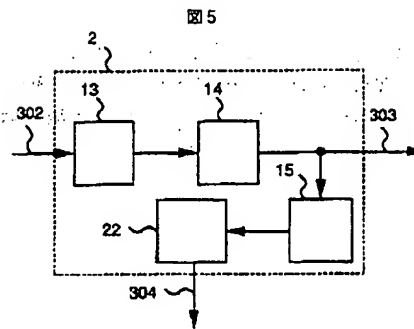
【図2】



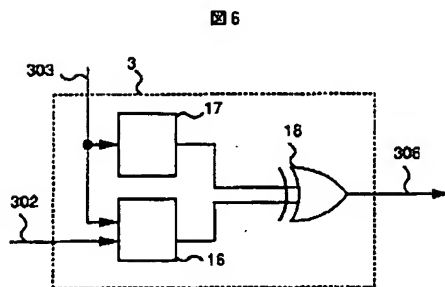
【図3】



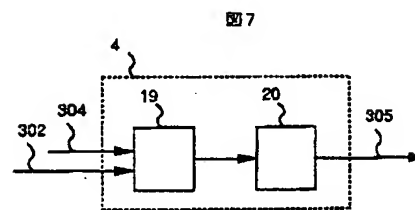
【図5】



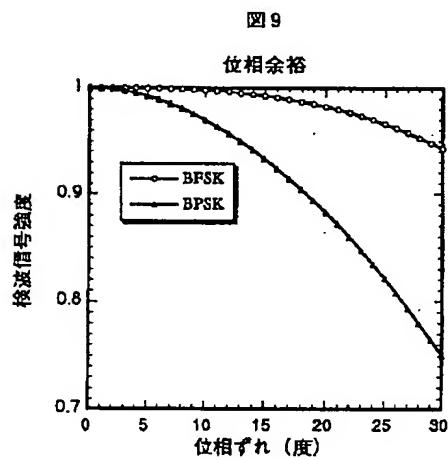
【図6】



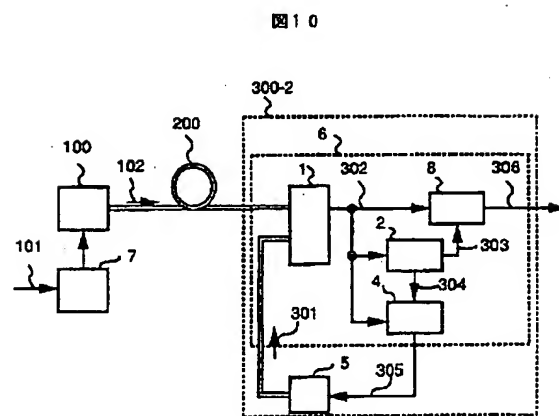
【図7】



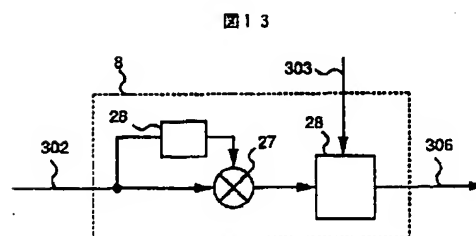
【図9】



【図10】

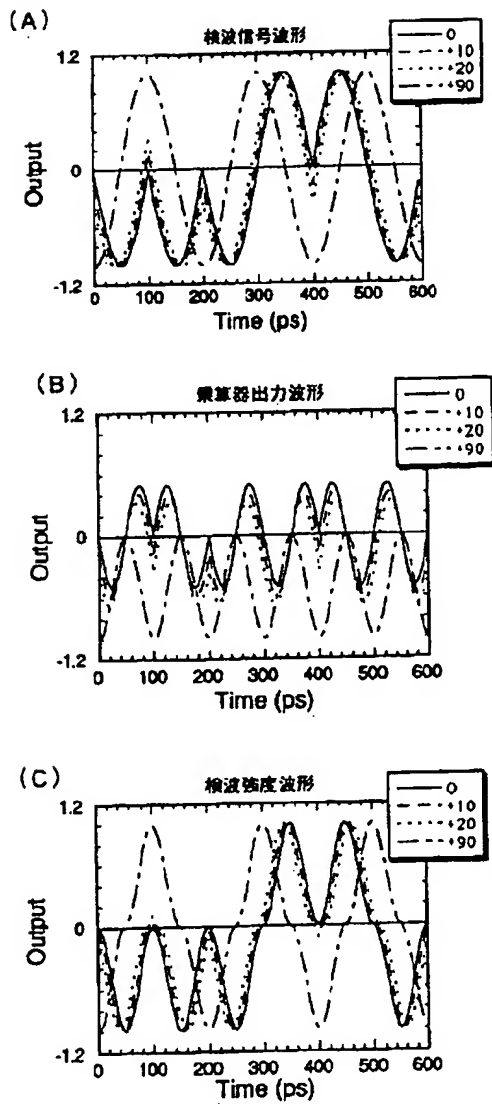


【図13】



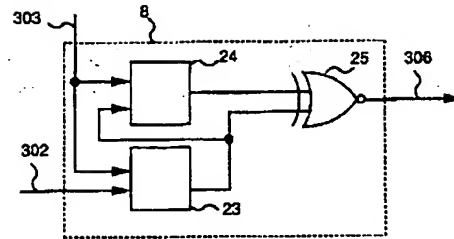
【図8】

図8



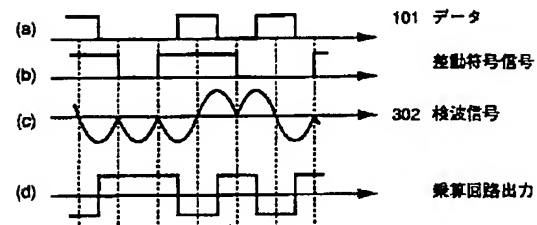
【図11】

図11



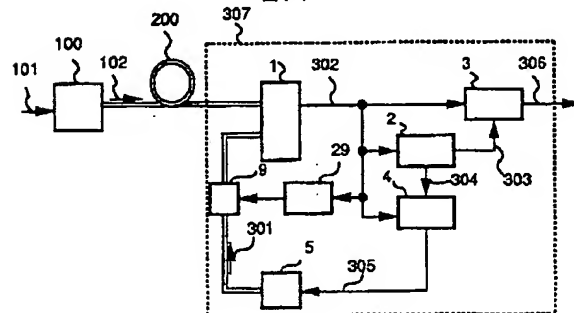
【図12】

図12



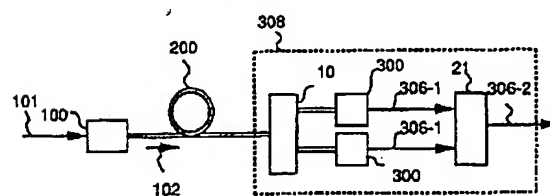
【図14】

図14



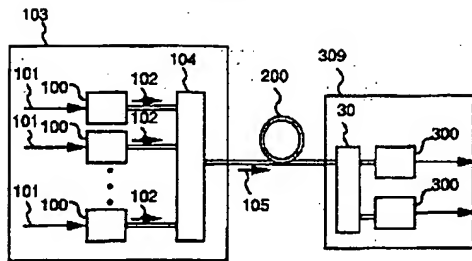
【図15】

図15



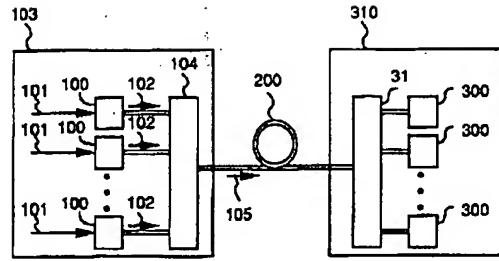
【図16】

図16



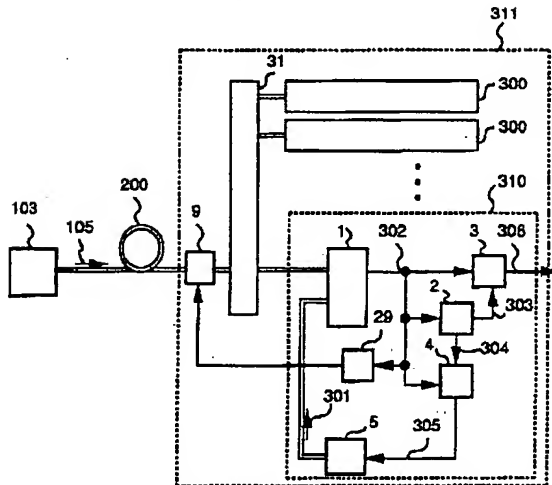
【図17】

図17



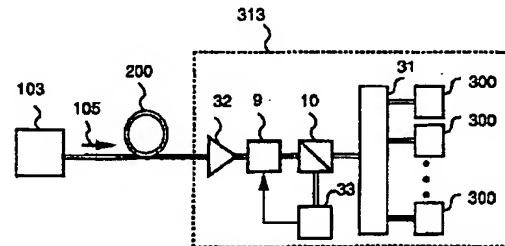
【図18】

図18



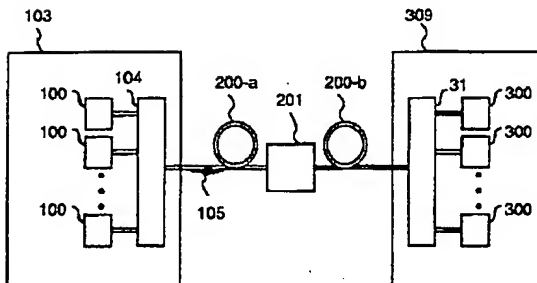
【図19】

図19



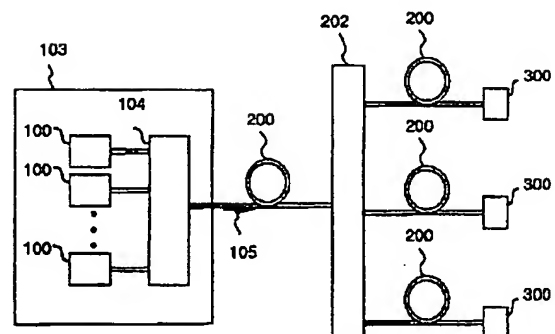
【図20】

図20

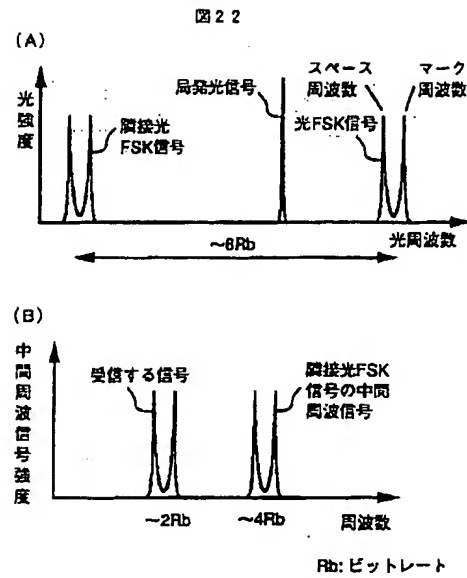


【図21】

図21



【図22】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁵

H04B 10/06

10/28

10/26

10/14

識別記号

片内整理番号

F I

技術表示箇所